

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-56798

(43) 公開日 平成10年(1998) 2月24日

| (51) Int.Cl. <sup>6</sup> | 識別記号 | 庁内整理番号 | F I           | 技術表示箇所 |
|---------------------------|------|--------|---------------|--------|
| H 0 2 P 9/00              |      |        | H 0 2 P 9/00  | E      |
| H 0 2 M 5/27              |      |        | H 0 2 M 5/27  | K      |
| H 0 2 P 7/632             |      |        | H 0 2 P 7/632 | C      |

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平8-208441

(22) 出願日 平成8年(1996) 8月7日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71) 出願人 000156938

関西電力株式会社

大阪府大阪市北区中之島3丁目3番22号

(72) 発明者 西岡 淳

茨城県日立市大みか町五丁目2番1号 株

式会社日立製作所大みか工場内

(72) 発明者 宮原 養治

茨城県日立市大みか町五丁目2番1号 株

式会社日立製作所大みか工場内

(74) 代理人 弁理士 高橋 明夫 (外1名)

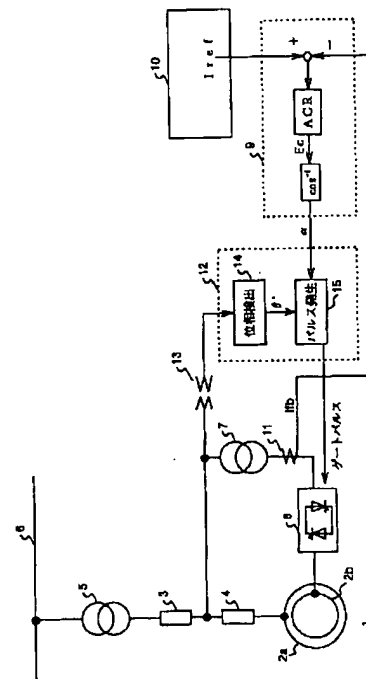
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 可変速発電電動機の変換器制御装置

(57) 【要約】

【課題】変換器の電源電圧の不均衡時にも、転流失敗の生じない点弧タイミングを決定できる可変速揚水発電電動機の変換器制御装置を提供する

【解決手段】点弧制御されるサイクロコンバータ8の出力によって、可変速発電電動機1の二次巻線2bを交流励磁し、運転速度を可変する。励磁電流指令  $I_{ref}$  と、励磁電流検出値  $I_{fb}$  との偏差を0とするサイクロコンバータ出力電圧指令値  $E_c$  を演算し、 $\cos^{-1}(E_c)$  により、点弧位相角指令値  $\alpha$  を演算して、ゲートパルス発生器12に出力する。ゲートパルス発生器12は、変成器13で検出したコンバータ8の電源電圧を入力して1相毎に位相検出する位相検出部14、検出位相と点弧位相角指令値  $\alpha$  の比較から、前者が上回ったタイミングでサイリスタのゲートパルスを発生するパルス発生部15を備えている。

1  
図

1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 可変速発電電動機の1次巻線を電力系統に接続し、交流励磁される2次巻線を周波数変換器に接続して、励磁電流指令と励磁電流検出値の偏差を0にするための前記周波数変換器の2次電圧指令値を基に、前記周波数変換器を構成する半導体素子の点弧位相角指令値を算出し、前記周波数変換器の多相交流電源電圧の位相と前記点弧位相角指令値から前記半導体素子の点弧タイミングを決定し、前記周波数変換器から出力する前記2次巻線の励磁電流を制御して前記可変速発電電動機を可変速運転する変換器制御装置において、前記多相交流電源電圧（以下、交流入力）の1相毎に、基準位相を入力されて基準正弦波信号とそれより90°位相の異なる基準余弦波信号とを出力する内部基準信号発生手段と、前記交流入力の入力正弦波信号と前記基準正弦波信号と前記基準余弦波信号を入力して、前記入力正弦波信号と前記基準正弦波信号の位相差を演算する位相差検出手段と、前記位相差から角速度を演算する比例積分手段と、前記角速度から前記内部基準位相を求めその値が所定値に達したときに0にリセットする積分手段とからなる制御ループを有し、前記位相差検出手段からの出力が0に近づくように前記制御ループを構成して、前記内部基準位相を前記交流入力の検出位相として求める位相検出回路と、前記検出位相と前記点弧位相角指令値を比較し前者が後者以上となるタイミングを前記点弧タイミングとして、点弧パルスを発生するパルス発生回路を備えたことを特徴とする可変速発電電動機の変換器制御装置。

【請求項2】 請求項1において、前記基準正弦波信号が前記位相差検出手段にフィードバックする経路に、前記基準正弦波信号と振幅補正值の積の絶対値と前記交流入力の絶対値との差を0に近づくように制御して前記振幅補正值を求める振幅補正手段を設け、前記基準正弦波信号に代えて前記振幅補正值と前記基準正弦波信号の積を前記位相差検出手段にフィードバックするようにしたことを特徴とする可変速発電電動機の変換器制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、可変速揚水発電電動機の周波数変換器の制御装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 可変速発電電動機は2次巻線を周波数変換器を用いて交流励磁し、励磁電流の周波数を制御して発電電動機速度を可変運転する。この位相制御可能な変換器は点弧制御機能と逆阻止特性を持つ半導体素子で構成され、電源の位相や周波数の変動に追従して点弧パルスを発生させる。従来、このような電源位相の検出には、PLL（Phase Locked Loop）を応用した位相検出装置が使用される。

2

【0003】 図5は、特公昭60-37711号公報に開示された位相検出器の回路図である。この回路は3相の交流入力を2相に座標変換し、90度位相の内部基準信号2相と交流入力を2相に変換した信号から、交流入力と内部基準信号との位相差を求め、この位相差を小さくするように内部基準信号の位相を制御して、交流入力の位相を検出している。この回路は周波数の変動や3相平衡した状態での位相急変、振幅急変に対し追従性がよく、広く応用されている。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】 従来の位相検出器は以上のように3相から2相への座標変換を使用しているため、交流入力不平衡になると、例えば、送電線への雷撃による地絡事故や欠相などで変換器の電源電圧に逆相電圧が重畳されるような場合、3相から2相へ座標変換して求めた内部基準信号の位相は電源電圧位相に対し誤差が生じることがある。

【0005】 図6は、図5の回路の3相不平衡時における入力波形と出力波形の時間波形図である。入力の3相交流に逆相電圧が重畳し、不平衡を生じたときの応答を示している。実線で示す3相入力波形のA点では平衡しているが、B点から逆層が重畳して3相不平衡となっている。

【0006】 一方、点線で示すPLL回路の検出波形は、図5の $\sin \theta$ に相当する。A点では、入力波形と検出波形は一致し、入力の位相は正確に検出できる。しかし、B点以降は一致せず、位相検出に誤差を生じる。これは、3相不平衡時には図4の回路の3相2相変換が等振幅、90度位相差とならず、位相差検出に誤差を生じるため、その位相差の検出値を増幅して用いる位相も不正確な値となる。

【0007】 したがって、従来の位相検出器の検出位相を基準にして変換器の半導体素子を点弧すると、電源電圧の不平衡時に点弧角指令に対して実際に点弧する位相が進んだり遅れたりする。図6のa相は検出位相が入力に対して遅れているので、この検出位相を基準に点弧パルスを出力すると、実際の点弧位相が点弧角指令に対して遅れたタイミングとなり、b相では逆に実点弧位相が点弧角指令に対して進んでいる。

【0008】 たとえば、サイリスタで変換器を構成し、実際の点弧位相が点弧角指令に対して遅れた場合、サイリスタのA-K間に逆電圧が印加される期間が短くなり、サイリスタがターンオフできずに転流失敗する可能性がある。つまり、サイリスタの転流重なり角とターンオフ時間を考慮して点弧角指令のエンドリミット値が決められるが、実際の点弧タイミングがエンドリミット値より遅れると、サイリスタはターンオフできなくなる。この結果、サイリスタの破壊や変換器の停止を生じて、可変速発電電動機の制御不能にまで至る恐れがある。

【0009】 この対策として、エンドリミット値を誤差

が見込まれる分だけ下げておくことが考えられる。しかし、点弧角指令値がエンドリミット値に制限されるため、十分な電圧が出せずに電流絞り込みができなくなり、特に非循環式のサイクロコンバータではP群N群切替が失敗して、正常運転を継続できなくなることがある。

【0010】すなわち、従来の電源電圧3相不平衡時に位相検出誤差を生じる位相検出方法では、不平衡時に転流失敗を起こし変換器が制御不能状態に陥り、サイリスタの破壊、変換器の停止や発電電動機の破壊にまで至る可能性がある。

【0011】本発明の目的は、上記した従来技術の問題点に鑑み、変換器の電源電圧の不平衡時にも正確な位相検出に基づき、転流失敗の生じない点弧タイミングを決定できる可変速発電電動機の変換器制御装置を提供することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明は、従来2相以上の相間の比較で検出していた交流信号の位相を、1相のみで検出する位相検出器を備え、各相ごとに独立して点弧タイミングを決定できるようにした点に特徴がある。

【0013】従って上記目的は、可変速発電電動機の1次巻線を電力系統に接続し、交流励磁される2次巻線を周波数変換器に接続して、励磁電流指令と励磁電流検出値の偏差を0にするための前記周波数変換器の2次電圧指令値を基に、前記周波数変換器を構成する半導体素子の点弧位相角指令値を算出し、前記周波数変換器の多相交流電源電圧の位相と前記点弧位相角指令値から前記半導体素子の点弧タイミングを決定し、前記周波数変換器から出力する前記2次巻線の励磁電流を制御して前記可変速発電電動機を可変速運転する変換器制御装置において、前記多相交流電源電圧（以下、交流入力と呼ぶ）の1相毎に、基準位相を入力されて基準正弦波信号とそれより90°位相の異なる基準余弦波信号とを出力する内部基準信号発生手段と、前記交流入力の入力正弦波信号と前記基準正弦波信号と前記基準余弦波信号を入力して、前記入力正弦波信号と前記基準正弦波信号の位相差を演算する位相差検出手段と、前記位相差から角速度を演算する比例積分手段と、前記角速度から前記内部基準位相を求めその値が所定値に達したときに0にリセットする積分手段とからなる制御ループを有し、前記位相差検出手段からの出力が0に近づくように前記制御ループを構成して、前記内部基準位相を前記交流入力の検出位相として求める位相検出回路と、前記検出位相と前記点弧位相角指令値を比較し前者が後者以上となるタイミングを前記点弧タイミングとして、点弧パルスが発生するパルス発生回路を備えたことにより達成される。

【0014】これによれば、多相交流の不平衡時においても1相ごとに独立して正確な位相検出ができる。

【0015】また、本発明は、前記基準正弦波信号が前

記位相差検出手段にフィードバックする経路に、前記基準正弦波信号と振幅補正值の積の絶対値と前記交流入力の絶対値との差を0に近づくように制御して前記振幅補正值を求める振幅補正手段を設け、前記基準正弦波信号に代えて前記振幅補正值と前記基準正弦波信号の積を前記位相差検出手段にフィードバックする。これによれば、系統事故などによって前記交流入力の振幅と位相が同時に急変した場合にも、短期間に追従して正確な位相検出ができる。

【0016】以上のように、本発明の変換器制御装置によれば、上記の位相検出器を各相に設けてるので、多相交流電源に不平衡が発生した場合にも、実点弧位相が点弧角指令に対して遅れないように決定できるので、点弧素子の転流失敗を生じることがなく、周波数変換器の正常な運転を継続できる。この結果、可変速発電電動機の制御性を損なうことなく安定な運転が維持される。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態を図1～図4にしたがって説明する。図1は、本発明の一実施形態による可変速発電電動機の制御システムの構成図である。可変速発電電動機1の回転子は図示していないポンプ水車に接続している。可変速発電電動機1の一次巻線2aは、遮断器3、4と主変圧器5を介して電力系統6に接続している。励磁用変圧器7の一次側を遮断器3、4の間に接続し、二次側をサイクロコンバータ8に接続している。サイクロコンバータ8の出力は可変速発電電動機1の二次巻線2bに接続し、二次巻線2bを交流励磁している。サイクロコンバータ8は、その点弧素子がゲートパルスによって点弧制御されるので、出力の励磁電流を制御して可変速発電電動機1の速度を可変する。

【0018】励磁制御装置9は、運転制御装置10より入力した励磁電流指令 $I_{ref}$ と、変流器11により検出される励磁電流検出値 $I_{fb}$ との偏差を0とするサイクロコンバータ出力電圧（2次電圧）指令値 $E_c$ を演算し、 $\cos^{-1}(E_c)$ により、点弧位相角指令値 $\alpha$ を演算して、ゲートパルス発生器12に出力する。

【0019】ゲートパルス発生器12は、変成器13で検出した励磁用変圧器7の一次電圧と点弧位相角指令値 $\alpha$ から、サイクロコンバータ8を構成するサイリスタ素子を点弧するゲートパルスを出力する。ゲートパルス発生器12は交流電圧の位相を1相で検出する位相検出部14と、検出した正確な位相を基に実点弧位相が点弧角指令値 $\alpha$ に遅れることなくゲートパルスを発生するパルス発生部15からなっている。位相検出部14は多相交流電圧入力の各相に備えられるが、図1では1相分のみを示している。

【0020】図2は、変換器制御装置の要部となるゲートパルス発生器の1相分の構成を示す。他の相についても同様である。図中の記号はそれぞれ、

$V (=E \sin \theta) \cdots$  入力電圧（変成器13の電圧検出

値)

$\Delta\theta (= \theta - \theta')$  …電源電圧位相 $\theta$ と位相検出値 $\theta'$ の位相差

$\omega (= 2\pi f)$  …角速度検出値

$\theta'$  …内部基準位相(同期位相検出値)

$e1 (= \sin \theta')$  …第1の内部基準信号

$e2 (= \cos \theta')$  …第2の内部基準信号

$E'$  …振幅補正值(振幅検出値)

の信号を表わしている。

【0021】まず、位相検出部14の構成と動作を説明する。位相差検出回路16は位相差 $\Delta\theta$ を検出する、比例積分回路17は $\Delta\theta$ を増幅し角速度検出値 $\omega$ を求め、積分器18は角速度検出値 $\omega$ を積分して位相検出値 $\theta'$ を求める。積分器18は所定値に達すると0にリセットする。2相の内部基準信号発生器19は位相検出値 $\theta'$ に対応した2相の内部基準信号、すなわち第1の内\*

$$V \cdot e2 - E' \cdot e1 \cdot e2 = (E \sin(\theta - \theta')) / 2 \\ + (E \sin(\theta + \theta')) / 2 \\ - (E' \sin 2\theta) / 2$$

制御ループによって $\theta \approx \theta'$ 、 $E \approx E'$ に制御されたとき、数1は数2によって近似でき、位相差 $\Delta\theta$ を求めることができる。

【0025】

【数2】

$$V \cdot e2 - E' \cdot e1 \cdot e2 \approx \Delta\theta \cdot E / 2$$

位相差検出回路16の出力 $\Delta\theta$ は、定常状態では $\theta = \theta'$ 、 $E = E'$ であるから0であり、交流入力Vの位相 $\theta$ が内部基準位相 $\theta'$ に対して進むと正の値、遅れると負の値になる。比例積分回路17の出力 $\omega$ は、定常状態では入力Vの周波数 $f$ で定まる定常値となり、位相 $\theta$ が進むと一時的に定常値より大きく、位相 $\theta$ が遅れると一時的に定常値より小さくなる。内部基準位相検出回路の出力 $\theta'$ は角速度 $\omega$ の積分値で、その値が $2\pi$ に達すると0にリセットされる。すなわち、出力 $\theta'$ は角速度 $\omega$ によって決まる傾きで、波高が $2\pi$ の鋸歯状波となり、入力Vの位相 $\theta$ が進むと勾配が一時的に急になり、位相 $\theta$ が遅れると勾配が一時的に緩やかになる。つまり、入力位相 $\theta$ が進むと内部基準位相 $\theta'$ も進め、入力位相 $\theta$ が遅れると内部基準位相 $\theta'$ も遅らす。

【0026】内部基準信号発生回路19は入力 $\theta'$ にしたがって、 $90^\circ$ の位相差をもつ第1の内部基準信号 $e1 = \sin \theta'$ と第2の内部基準信号 $e2 = \cos \theta'$ を演算する。第2の内部基準信号 $e2$ はそのまま位相差検出回路16にフィードバックされ、数1に示す交流入力Vとの乗算に用いられる。一方、第1の内部基準信号 $e1$ は振幅補正回路20によって振幅補正( $E' \cdot e1$ )されたのちフィードバックされ、数1に示す演算に用いられる。

【0027】振幅補正回路20は $E \sin \theta$ と $E' \sin \theta'$ の絶対値差を0にするように、 $E' \sin \theta'$ を ※50

\*部基準信号 $\sin \theta'$  ( $= e1$ )と第2の内部基準信号 $\cos \theta'$  ( $= e2$ )を発生する。振幅検出回路20は電圧検出値Vの絶対値 $|E \sin \theta|$ と、振幅検出値 $E'$ と第1の内部基準信号 $e1$ の積の絶対値 $|E' \sin \theta'|$ と、の差を積分して振幅検出値 $E'$ を求める。

【0022】これら振幅検出値 $E'$ と第1の内部基準信号 $e1$ の積及び、第2の内部基準信号 $e2$ を位相差検出回路16に帰還して、 $\theta \Rightarrow \theta'$ 、 $E \Rightarrow E'$ になるように制御ループを構成すると入力電圧Vの位相 $\theta$ と振幅Eを検出することができる。以下に、制御ループの動作原理を説明する。

【0023】位相差検出回路16は入力電圧V、第1の内部基準信号 $e1$ 、第2の内部基準信号 $e2$ 及び振幅検出値 $E'$ による数1の関係から位相差 $\Delta\theta$ を求める。

【0024】

【数1】

20※フィードバックして交流入力Vとの絶対値差を算出し、その絶対値差を積分して振幅補正值 $E'$ を求める。この $E'$ は信号 $e1$ と乗算されて、位相検出回路16と振幅補正回路20の双方にフィードバックされる。

【0028】以上のように、本実施形態の位相検出部14では、交流入力Vの位相 $\theta$ の変化に追従するように内部基準位相 $\theta'$ を変化させる。また、交流入力Vの振幅値と内部基準位相信号の振幅値の振幅差が0になるように振幅補正するので、結局、数1の演算は数2によって近似できる。すなわち、位相差検出回路16の出力は、交流入力Vの位相 $\theta$ と内部基準位相 $\theta'$ の位相差 $\Delta\theta$ と同等であり、この $\Delta\theta$ を増幅した $\omega$ は交流入力Vの角速度検出値( $2\pi f$ )とみなされる。従って、この $\omega$ を時間積分した内部基準位相 $\theta'$ は、数2の成立条件においては交流入力Vの位相 $\theta$ に同期した位相検出値となる。

【0029】図3は、位相検出部の入力波形と検出波形を示す時間波形図である。実線は交流入力Vの波形、点線は検出波形で $E' \sin \theta'$ を示している。本実施形態によれば、各相ごとに独立して位相を検出しているので、3相不平衡時においても正確な位相検出が可能になる。さらに、本実施例では振幅補正も行なうので、B点に示すように振幅、位相の同時急変を生じても、ほぼ1サイクル以内に各相の検出波形が入力波形に追従し、正確に位相検出がなされていることが分かる。これによれば、図6に示した従来のPLL位相検出回路などの応答に比べ、位相検出の誤差が大幅に低減できる。

【0030】次に、パルス発生部15では、励磁制御装置9からの点弧位相角指令値 $\alpha$ と位相検出部14からの同期位相検出値 $\theta'$ を比較して、 $\theta' \geq \alpha$ となった時にゲートパルスが発生する。図4に、ゲートパルスの発生タイミングを示す。鋸歯状波の同期位相検出値 $\theta'$ が点

弧位相角指令値 $\alpha$ より大になったタイミングで、ゲートパルスが発生されている。

【0031】これによれば、交流入力各相の不均衡時においても指令値に対応した正確な点弧タイミングが決定でき、点弧角指令に対して実点弧位相が遅れて転流失敗を招くようなことは回避できる。

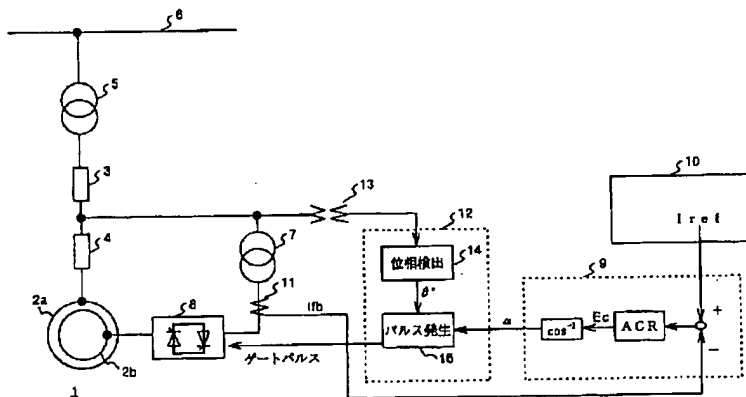
【0032】以上のように、位相検出部とパルス発生部からなる本実施形態のゲートパルス発生器を、電源電圧の各相に備えることによって、電源電圧の位相を各相独立に検出し、この検出位相を基準として点弧角指令との比較から点弧タイミングを決定するので、系統事故等の電源電圧不均衡時にも正確なタイミングで点弧し、サイクロコンバータの正常な動作が継続でき、可変速発電電動機を安定に運転することができる。

【0033】

【発明の効果】本発明によれば、可変速発電電動機の変換器制御装置において、変換器の多相電源電圧の位相を各相独立に検出できるので、系統事故等による電源電圧の不均衡時にも正確な位相検出に基づいて点弧タイミングを決定するので、転流失敗による変換器の停止や破壊が防止でき、可変速発電電動機の運転を安定に継続できる。

【図1】

図 1



【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態による可変速発電電動機の制御システムの構成図。

【図2】一実施形態による変換器制御装置要部のパルス信号発生器の制御ブロック図。

【図3】本実施形態による位相検出部の入力波形と検出波形を示す時間波形図。

【図4】本実施形態によるゲートパルスの発生タイミングを示すタイムチャート。

【図5】従来のPLL位相検出回路の制御ブロック図。

【図6】従来のPLLの入力波形と検出波形を示す時間波形図。

【符号の説明】

1…可変速発電電動機、2a…一次巻線、2b…二次巻線、3、4…遮断器、5…主変圧器、6…電力系統、7…励磁用変圧器、8…サイクロコンバータ、9…励磁制御装置、10…運転制御装置、11…変流器、12…ゲートパルス発生器、13…変成器、14…位相検出部、15…パルス発生部、16…位相差検出回路、17…比例積分回路、18…積分器、19…内部基準信号発生器、20…振幅検出回路。

【図4】

図 4

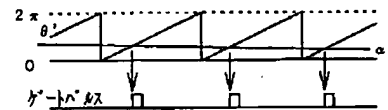


図 2

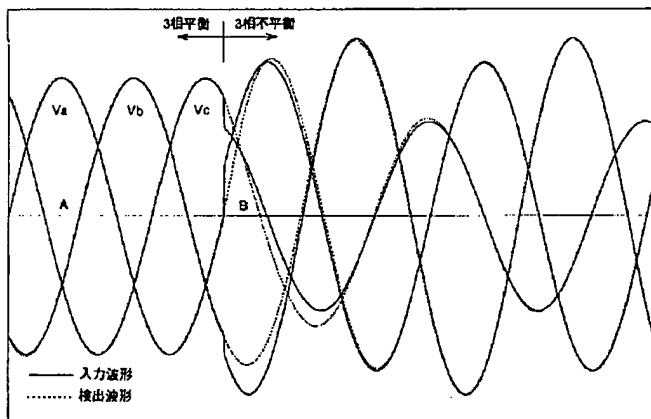
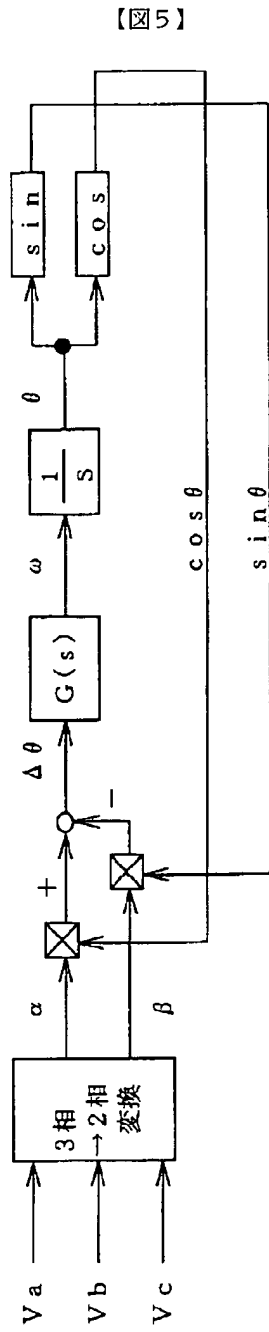
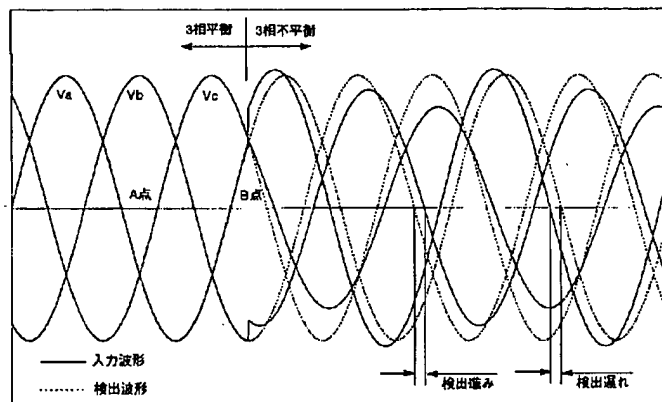


図 5



【図6】

図 6



フロントページの続き

(72)発明者 和田 章久  
茨城県日立市大みか町五丁目2番1号 株  
式会社日立製作所大みか工場内

(72)発明者 中川 博人  
大阪府大阪市北区中之島3丁目3番22号  
関西電力株式会社内

(72)発明者 藤井 俊成  
大阪府大阪市北区中之島3丁目3番22号  
関西電力株式会社内



**DERWENT-ACC-N : 1998-204152**

**DERWENT-WEEK: 200247**

**COPYRIGHT 1999 DERWENT INFORMATION LTD**

**TITLE: Frequency converter control apparatus of  
adjustable-speed pump motor - has pulse generation  
circuit which produces ignition pulse by using time  
when  
obtained phase angle of AC source voltage is more  
than  
ignition phase-angle command value as ignition  
time**

**PATENT-ASSIGNEE: HITACHI LTD[HITA] , KANSAI DENRYOKU  
KK[KANT]**

**PRIORITY-DATA: 1996JP-0208441 (August 7, 1996)**

**PATENT-FAMILY:**

| <b>PUB-NO</b>        | <b>PUB-DATE</b>          | <b>LANGUAGE</b> | <b>PAGES</b> |
|----------------------|--------------------------|-----------------|--------------|
| <b>MAIN-IPC</b>      |                          |                 |              |
| <b>JP 10056798 A</b> | <b>February 24, 1998</b> | <b>N/A</b>      | <b>008</b>   |
| <b>H02P 009/00</b>   |                          |                 |              |
| <b>JP 3299119 B2</b> | <b>July 8, 2002</b>      | <b>N/A</b>      | <b>008</b>   |
| <b>H02P 009/00</b>   |                          |                 |              |

**APPLICATION-DATA:**

| <b>PUB-NO</b>       | <b>APPL-DESCRIPTOR</b> | <b>APPL-NO</b>        | <b>APPL-DATE</b> |
|---------------------|------------------------|-----------------------|------------------|
| <b>JP 10056798A</b> | <b>N/A</b>             | <b>1996JP-0208441</b> | <b>August</b>    |
| <b>7, 1996</b>      |                        |                       |                  |
| <b>JP 3299119B2</b> | <b>N/A</b>             | <b>1996JP-0208441</b> | <b>August</b>    |

**7, 1996**

**JP 3299119B2**

**Previous Publ.**

**JP 10056798**

**N/A**

**INT-CL (IPC): H02M005/27, H02P007/632 , H02P009/00**

**ABSTRACTED-PUB-NO: JP 10056798A**

**BASIC-ABSTRACT:**

**The apparatus has an internal-reference signal generator (19) which outputs standard sine-wave and cosine-wave signals with 90 degrees phase difference by inputting group level phase of a polyphase AC source voltage. An input sine wave signal and the standard sine-wave and cosine-wave signals are supplied to a phase-difference detector (16) which determines the phase difference of the input sine wave and standard sine-wave signals.**

**An integrator (18) resets the phase difference to zero when an obtained internal reference phase value reaches predetermined value. A phase detection circuit detects the internal reference phase of the input sine wave signal to obtain the phase of the AC source voltage. A pulse generation circuit (15) generates an ignition pulse using the time when the phase of the AC source voltage is more than an ignition phase-angle command value as an ignition time.**

**ADVANTA E - D termin s igniti n time with ut being influenced  
by commutati n  
failur during unbalance state f c nv rt r s urce v ltag based  
on exac. phase  
detection. Stabilises operation of pump motor. Prevents  
stoppage and damage  
of converter by commutation failure.**

**CHOSEN-DRAWING: Dwg.2/6**

**TITLE-TERMS: FREQUENCY CONVERTER CONTROL APPARATUS  
ADJUST SPEED PUMP MOTOR**

**PULSE GENERATE CIRCUIT PRODUCE IGNITION PULSE  
TIME OBTAIN PHASE**

**ANGLE AC SOURCE VOLTAGE MORE IGNITION PHASE  
ANGLE COMMAND VALUE  
IGNITION TIME**

**DERWENT-CLASS: U24 V06 X12 X13**

**EPI-CODES: U24-D03; V06-N03; X12-J03; X13-G01B1A; X13-G02X;**

**SECONDARY-ACC-NO:**

**Non-CPI Secondary Accession Numbers: N1998-162862**